

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-309520

(43)Date of publication of application : 31.10.2003

(51)Int.Cl.

H04B 10/02  
G02F 1/03  
G02F 2/00  
H04B 10/18

(21)Application number : 2002-113326

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 16.04.2002

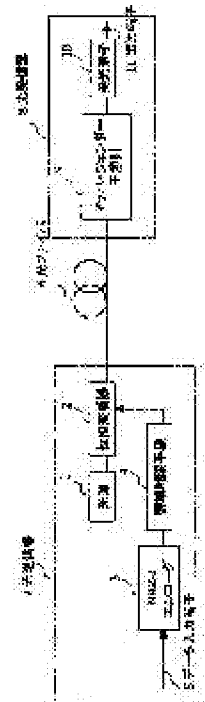
(72)Inventor : TOMIOKA TAZUKO  
IBE HIROYUKI

## (54) OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a 40 Gbit/s optical communication system for transmitting signals at 80 km relay interval in a single-mode fiber having 0.5 dB/km loss.

**SOLUTION:** Data are subjected to NRZ-I coding, are bandlimited, and then are modulated by a phase modulator. The data are converted to light intensity modulation signals at a reception end by a light interferometer. The transmission of fixed envelope signals is strong against a nonlinear phenomenon. Additionally, due to bandlimiting to be performed in a light transmitter, a waveform inputted into a light receiving element in light receiving equipment becomes a wideband pulsive shape, thus improving an S/N ratio after reception.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2003-309520  
(P2003-309520A)

(43)公開日 平成15年10月31日 (2003. 10. 31)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 4 B 10/02		G 0 2 F 1/03	5 0 2 2 H 0 7 9
G 0 2 F 1/03	5 0 2	2/00	2 K 0 0 2
		H 0 4 B 9/00	M 5 K 1 0 2
H 0 4 B 10/18			

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願2002-113326(P2002-113326)

(22)出願日 平成14年4月16日 (2002. 4. 16)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72)発明者 富岡 多寿子

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 井辺 博之

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(74)代理人 100081732

弁理士 大胡 典夫 (外2名)

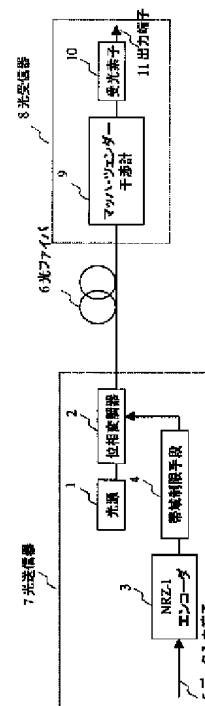
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 光通信システム

(57)【要約】

【課題】 損失0.5dB/kmのシングルモードファイバ中を80km中継間隔でも伝送できる40Gbit/sの光通信システムを提供すること。

【解決手段】 データをNRZ-I符号化し、帯域制限をかけた後、位相変調器でデータ変調を施す。受信端で光干渉計により、光強度変調信号に変換する。定包絡線信号の伝送であるため非線形現象に強い。また、光送信器内で行う帯域制限によって、光受信器内の受光素子に入力する波形が広帯域なパルス状となり、受信後のS/Nを改善できる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 光源と、前記光源に接続された光位相変調器と、前記光位相変調器に入力する電気信号を生成する電気信号生成部を有する光送信器と、干渉計と、光電変換する受光素子を有する光受信器と、前記光送信器と前記光受信器を接続する伝送路とから成る光通信システムであって、

前記電気信号生成部は、入力データ列を逆転NRZに符号化するエンコーダと、前記エンコーダ出力を帯域制限する帯域制限手段を有し、

前記帯域制限手段は、前記位相変調器出力光の瞬時位相変化量 $\phi$ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R \Psi / 2$ から $3\pi R \Psi / 4$  (rad/s) (ただし、 $R$ はビットレート(bit/s)、 $\Psi$ は位相変調度：位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量(rad))となるように帯域制限を施し、前記干渉計は無変調信号入力に対して、概略全透過あるいは全阻止となるよう、干渉計内の干渉を形成するための2つの経路の伝搬時間差に相当する遅延時間 $D$ が設定されており、さらに前記遅延時間 $D$ は、任意の時刻 $t$ に対して

【数1】

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満足することを特徴とする光通信システム。

【請求項2】 前記干渉計は、マッハ・ツェンダー干渉計であることを特徴とする請求項1記載の光通信システム。

【請求項3】 前記受光素子がバランス型レーザであり、前記バランス型レーザを構成する2つのフォトダイオード間の出力端子にインダクタンスが接続され、前記2つのフォトダイオードに流れる直流光電流の差分がシャントされることを特徴とする請求項1又は請求項2記載の光通信システム。

【請求項4】 前記伝送路が空間であり、前記遅延時間 $D$ は $1/R$ より小さく、位相変調度 $\Psi$ は $\pi$ より大きいことを特徴とする請求項3記載の光通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高速伝送が可能な光通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】ブロードバンド通信の市場が拡大するに伴って、より上位のネットワークの高速化が進んでいる。現在の光通信では、実用化段階の技術に限定すれば、波長1波あたりの最高速ビットレートは40Gbit/sである。40Gbit/sシステムは、まず海底系のような伝送路の最適化が可能な高コストシステムから導入されるが、いずれは陸上系にも導入される。

【0003】陸上系ではすでに敷設済みのファイバを使用することが多く、過去に敷設された光ファイバは1.3

$\mu\text{m}$ 帯の波長に対して最適化されたものであり、その後長距離伝送の標準波長となった1.55 $\mu\text{m}$ 帯の波長に対して損失の保証が無い。1.3 $\mu\text{m}$ 帯用に最適化されたファイバであっても、大抵の場合1.55 $\mu\text{m}$ 帯でも損失の少ない特性が得られるが、1.55 $\mu\text{m}$ 帯用に最適化されたファイバほどの低損失性は得られない。また、陸上系ファイバは一度に敷設できる長さに限界があるため、1km程度ごとに接続点が入り、接続損失が発生する。

【0004】このような敷設済みの陸上系ファイバで1.55 $\mu\text{m}$ 帯の波長を伝送する場合、その平均損失は0.5dB/km程度となる。1.55 $\mu\text{m}$ 用に最適化されたファイバを接続点が多く無い状態で使用する場合は約0.2dB/kmと比較して倍以上の損失となる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】一般に、陸上系の中継間隔は中継局の設置間隔に依存し、通常40kmまたは80kmである。40km間隔の中継ではリンク中の中継器数が80km間隔の中継と比較して倍になるためリンクのコストが増大する。従って中継間隔は可能な限り80km以上が望ましい。

【0006】しかしながら、40Gbit/sでは帯域が広いため、低いビットレートと同等の信号対雑音比(S/N)を得るためにはより高い中継器着信光パワーが必要となる。高い中継器着信光パワーを確保するためには、光ファイバへの入力光パワーを高くする必要があるが、光ファイバの非線形現象が顕著となり大きな波形歪が発生して伝送品質を損なう。

【0007】光ファイバへの入力パワーを大きくせずに中継器着信光パワーレベルを確保する方法として、着信中継器側から光ファイバにポンプ光を注入してラマン増幅を発生させる方法が知られている。ラマン増幅器はポンプ光に対する利得の効率が非常に低く、サブワットクラスのポンプ光が必要となり、高価であり、また中継器の構成が複雑となる。

【0008】これまで0.5dB/kmといった高損失の光ファイバで、ラマン増幅を使用せずに80km中継間隔の伝送を行うことは困難であった。

【0009】本発明は、このような従来の問題点に鑑みてなされたもので、40Gbit/sを損失0.5dB/kmのファイバ中を、ラマン増幅を行うことなく、中継間隔80kmでも伝送可能な光通信システムを提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】このような課題を解決するために、本発明では、光源と、前記光源に接続された光位相変調器と、前記光位相変調器に入力する電気信号を生成する電気信号生成部を有する光送信器と、干渉計と、光電変換する受光素子を有する光受信器と、前記光送信器と、前記光受信器を接続する伝送路からなる光通信システムであって、前記電気信号生成部は、入力データ列を逆転NRZに符号化するエンコーダと、前記エンコ

10

20

30

40

50

ーダ出力を帯域制限する帯域制限手段を有し、前記帯域制限手段は、前記位相変調器出力光の瞬時位相変化量 $\phi$ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R\Psi/2$ から $3\pi R\Psi/4$  (rad/s) (ただし、 $R$ はビットレート(bit/s)、 $\Psi$ は位相変調度：位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量(rad))となるように帯域制限を施し、前記干渉計は、無変調信号入力に対して、概略全透過あるいは全阻止となるよう、干渉計内の干渉を形成するための2つの経路の伝搬時間差に相当する遅延時間 $D$ が設定されており、さらに前記遅延時間 $D$ は、任意の時刻 $t$ に対して

【数2】

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満足することを特徴とする光通信システムを提供する。

【0011】このような構成によれば、光送信器からの出力光は位相変調によりデータ変調されたほぼ定包絡線の信号である。通常の光通信で用いられるNRZ、RZの信号と比較すると、同一の光パワーであっても、1ビット内のピークパワーは半分以下となっている。その結果、非線形現象が発生しにくく、光ファイバ伝送路への入力パワーを大きくでき、着信光パワーレベルを従来より大きくできて、信号対雑音比が向上する。

【0012】また、この構成では、光送信器内で位相変調器に入力する電気信号に帯域制限手段にて帯域制限をかける。そのようにすることによって、光受信器内の光干渉計透過後の波形が帯域制限をかけなかった場合の矩形状でなく、パルス状となる。そのため受光素子で電気信号に変換された後の電気信号スペクトルが広がり、その後段の雑音除去フィルタの帯域をより狭くできるため、信号対雑音特性が向上する。

【0013】さらに、電気段で帯域制限するため、位相変調器出力光のスペクトルが狭くなる。分散耐力が高くなるといった効果の他に、波長多重を行う場合などに用いる光フィルタで発生する位相変調-振幅変調変換(PM-AM変換)の度合いが小さくなり、電気段で帯域制限しなかった場合と比較して非線形現象によるジッタ等の悪影響が発生しにくいといった効果も期待できる。

【0014】また、本発明では、干渉計としてマッハ・ツェンダー干渉計を用いる。マッハ・ツェンダー干渉計は、種々の干渉計の中でも入力ポートと出力ポートが完全に分離しているため、信号の扱いが容易である。さらに、2つの出力ポートの間隔や出力方向などの設計の自由度が高く、その後段の光電変換器の構成に適合するように設計することが容易であり、モジュールの実装が容易になる。

【0015】また、本発明では、前記受光素子がバランス型レーザであり、前記バランス型レーザを構成する2つのフォトダイオード間の出力端子にインダクタンスが接続され、前記2つのフォトダイオードに流れる直

流光電流の差分がシャントされることを特徴とする請求項1の光通信システムを提供する。

【0016】このような構成によれば、光干渉計の2つの出力をバランス型レーザで光電変換する。光干渉計の構成には種々あるが、マッハ・ツェンダー干渉計やマイケルソン干渉系では2つの出力がある。バランス型レーザは差動で動作するフォトダイオードであり、出力が2つある光干渉計を用いてそれぞれの出力をバランス型レーザの2つのフォトダイオードに入力して用いる。光干渉計出力の2つの出力では、信号成分は強度が逆転して出力するため、差動動作によって足し合わされるが、強度雑音の成分は差動動作によってキャンセルされるため、信号対雑音特性が改善される。

【0017】バランス型レーザは同相除去比向上のため、通常、バランス型レーザを構成する構成する2つのフォトダイオードに入力する光パワーが等しくなるように入力部の光学系を設計する。その結果、直流電流はすべてバランス型レーザ内を通り抜ける形になって、出力端の直流電位が変動しない。

【0018】しかしながら、本願第1の発明の構成では、光干渉計の2つの出力光の直流光パワーは等しくできない。なぜならば、光干渉計の一方の出力波形はパルス状であり、入力光からその波形を引き算した波形が他方から出力されるため、仮にマーク率が1/2であったとしても、干渉計の他方の出力パワーの方が大きくなるからである。さらに、この構成では、光送信器の位相変調度 $\Psi$ と光干渉計の遅延時間 $D$ によっては、光干渉計の一方の出力に直流オフセットがかかった波形となることがある。どちらの場合も、交流信号の振幅は等しく、直流値のみが異なるため、一方に光減衰器を挿入して光パワーを等しくしてもバランスは向上しない。

【0019】本願のこの発明では、バランス型レーザの出力端にインダクタンスを接続して直流光電流の差分に相当する直流電流をシャントさせる。このようにすることによって、不均等な光直流電流が流れても、次段の回路に不要な直流電流を流すことなくなる。インダクタンスをつけない場合は、次段の回路の直流入力インピーダンスによって直流電圧が発生し、バランス型レーザの2つのフォトダイオードの中間の電位が、発生した直流電圧に応じて変動してしまう。バランス型レーザの2つのフォトダイオードはあらゆる周波数に渡って等しい特性を示すことが望ましいが、出力端に直流電圧が発生すると2つのフォトダイオードのバイアス電圧が不均等になり、高周波特性が異なるようになってしまう。この発明のように構成すると直流電圧が発生することが無く、このような事態を回避できる。

【0020】また、本発明では、前記伝送路が空間であり、前記遅延時間 $D$ は $1/R$ より小さく、位相変調度 $\Psi$ は $\pi$ より大きいことを特徴とする請求項3の光通信システムを提供する。

【0021】この発明の構成において、光送信器と光受信器を接続する伝送路を自由空間とする。その場合、光受信器に背景光雑音が混入するが、背景光雑音はコヒーレンスが低く主に強度雑音であるため、バランス型レーバによって大部分がキャンセルされる。その結果、信号対雑音特性の向上の度合いが大きくなる。

【0022】また、光空間伝送に要求されるビットレートは、光ファイバ幹線系に要求されるビットレートより遙かに小さくせいぜい数100Mbit/sである。本願の構成では位相に情報を乗せるため光源のコヒーレンスが低いと雑音となる。光干渉計内の2つの経路を経由して来た、時間Dだけずれた2つの光の間でどれだけコヒーレンスが保たれているかが雑音量を決定する要因となるため、Dを小さくする程コヒーレンスの影響は緩和される。ビットレートが高ければDは自ずと小さくなるので40Gbit/sであればコヒーレンスの影響は小さい。(もちろん、40Gbit/sでもコヒーレンスが問題になるほど受信感度要求が厳しいシステムに適用する場合は、本願第3の発明と同様にDを1ビット時間より小さくし、必要に応じて位相変調度 $\Psi$ を $\pi$ より大きくするとよい。)数100Mbit/sといった低いビットレートではコヒーレンスの影響を緩和するためDを1ビット時間より小さくする。単にDを小さくのみであると、光干渉計で強度変調信号に変換するときの効率が落ちるため、それを補うために位相変調度 $\Psi$ を大きくする。本願では光送信器内で帯域制限を施しているため $\Psi$ が $\pi$ より大きくなっても瞬時位相変化量 $\phi$ が(1)式を満足している限りは、波形歪み等は発生しない。

【0023】このようにすることによって、背景光雑音や光源のコヒーレンスの影響の小さい良好な伝送が可能となる。

#### 【0024】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を図面を用いて説明する。図1は本願第1の発明の実施形態を示す図である。光源1と、位相変調器2と、NRZ-Iエンコーダ3及び帯域制限手段4により、光送信器7が構成される。光変調器7から送信された光信号は、光ファイバ6を通過して光受信器8に送られる。光受信器8は、光干渉計、例えばマッハ・ツェンダー干渉計9と受光素子10とから成る。

【0025】光源1から位相変調に適したコヒーレンスの高い光が出力される。これが位相変調器2によってデータ変調され、光送信器7から光伝送路である光ファイバ6に出力される。光送信器7では、データ入力端子5から入力された原信号データ列がNRZ-Iエンコーダ3によって逆転NRZ信号(NRZ-I信号)に符号化される。符号化されたNRZ-I信号は帯域制限手段4によって帯域制限された後、位相変調器2に印加される。

【0026】位相変調を受けた光は光ファイバ6を介して、光受信器8に伝送される。光受信器8ではマッハ・ツ

ェンダー干渉計9によってNRZ-I符号の位相変調信号が原信号の強度変調信号に変換され、受光素子10によって電気信号に変換される。

【0027】このような構成によれば、光ファイバ6を通過する段階では位相変調信号であるため、ほぼ定包絡線の光信号となっている。光ファイバの非線形現象によってジッタが発生する原因となる信号強度の立ち上がり、立ち下がりが無いため、ジッタが発生しにくい。さらに、通常の光通信で用いるRZやNRZの波形と比較して、平均光パワーが等しくてもビット内のピークパワーが小さくなっているため、非線形の影響を受けにくい。

【0028】従って、光送信器7から光ファイバ6に入力される部分に設置されるブースターアンプ(図示せず)や、伝送路途中に挿入される中継アンプ(図示せず)の出力パワーを大きくすることが可能であり、0.5dB/kmといった高損失の光ファイバでも中継間隔を長くとることが可能となる。

【0029】NRZ-Iエンコーダ3によって原信号がNRZ-I符号に変換される様子を図2に示す。同図(a)はデータ入力端子5から入力される原信号であり、これがNRZ-Iエンコーダ3によって図2(b)に示すようなNRZ-I信号に変換される。このNRZ-I信号は位相変調器2にて位相変調された後は、図2(c)に示すようになり、マッハツェンダー干渉計9を透過した後は、図2(d)に示すような波形となる。

【0030】NRZ-Iエンコーダ3は例えば図3に示すように構成される。入力12から入力した原信号は、排他的論理和(EXOR)回路15によって自身の出力の1ビット遅延と排他的論理和を取られる。その結果が出力13より出力される。これは積分に相当するステップであり、図2(b)のNRZ-I信号は原信号が1となる度に1,0が反転する信号となっている。

【0031】帯域制限手段4は、図2(b)に示すNRZ-I信号波形の立ち上がり/立ち下がり時間を長くする手段である。本発明のこの実施形態では、以下のように帯域制限を施す。すなわち、原信号のビットレートを $R$  (bit/s)、位相変調度すなわち、位相変調器出力光のピーク・トゥ・ピークの位相変調量を $\Psi$  (rad)としたとき、位相変調器出力光の瞬時位相変化量 $\phi$ の絶対値の最大値 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R \Psi / 2$ から $3\pi R \Psi / 4$  (rad/s)となるように帯域制限を施す。

【0032】図4を用いてこの帯域制限の意味を説明する。図4は位相変調器の出力光の位相変化を示した図である。信号の1,0の変化に応じて位相が変化している。その振幅はピーク・トゥ・ピークで $\Psi$  (rad)である。瞬時位相変化量 $\phi$ は図4の波形の微係数であり、 $\phi_{\max}$ は微係数の最大値である。微係数は波形の立ち上がりりと立ち下がりりで符号が反転するため絶対値をつけた。

【0033】 $|\phi_{\max}|$ は図4の波形の立ち上がりあるいは立ち下がりのほぼ中央近辺のもっとも急峻な部分の傾き

に対応する。NRZ-Iエンコーダ3の出力を帯域制限手段4によって帯域制限し、適宜振幅調整して(振幅調整手段は図示せず)位相変調器2に印加して、光源1からの光に位相変調を施す。この時、 $|\phi_{\max}|$ が $\pi R\psi/2$ より小さいと、1ビット時間の間に波形が立ち上がり(立ち下がり)切らない可能性が高いため、望ましくない。 $|\phi_{\max}|$ が大きくなっていくと位相変調波形の立ち上がり/立ち下がりが急峻になっていく。その結果、光受信器8内の光干渉計9の出力波形がパルス状から矩形に近くなる。本願では、 $|\phi_{\max}|$ の最大値を $3\pi R\psi/4$ とすることによりパルス状の波形を保ち、光電変換後の広帯域な電気スペクトルを確保する。電気スペクトルが広帯域であるため、雑音除去用電気フィルタ(図示せず)の帯域を小さくしてS/Nを向上させることが可能となる。

【0034】帯域制限手段4は、実際には位相変調器用ドライバンプ(図示せず)の前後いずれかに挿入された低域通過フィルタや、故意に狭い帯域で製作したドライバンプ等である。

【0035】光受信器8内のマッハ・ツェンダー干渉計9の構成は例えば図5のようである。入力16から入力された光が分岐部21で2等分され、一方は経路1 17、他方は経路218を通過して結合部22で結合される。経路1と経路2は光路長が異なり、光路長差に相当する遅延時間D(sec)である。本願では、この遅延時間Dは、位相変調光の瞬時位相変化量 $\phi$ および任意の時刻tに対して

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

を満たすように設計されている。また、マッハ・ツェンダー干渉計9の阻止中心波長または透過中心波長が、光源1の中心波長と概略一致するように設定または制御されている。具体的には、出力1 19と出力2 20の特性は相補的であるため、出力光が一方の透過中心波長に有るとき、他方では阻止中心波長にある。

【0036】このように構成されているマッハ・ツェンダー干渉計9をこの位相変調光が透過すると、経路2を透過した光と、経路1を透過した時間Dだけ遅れてきた光が干渉する。どの程度の干渉が発生するかは、時間Dの間の位相変化量によって決定する。例えば時間Dの間に $\pi$ (180°)の位相変化があるならば、出力1、2のどちらか一方から全部の光パワーが出力し、他方からは全く出力されない。時間Dの間の位相変化量は位相変調波形に依存する。例えば $\psi=\pi$ 、 $D=1$ ビット時間とすると、図4のような波形では時刻t1では全く透過していなかった光が時刻t2では全透過となり時刻t3では再び透過しなくなる。このようにして得られたマッハ・ツェンダー干渉計透過光は、位相変調が強度変調に変換されたものである。また、マッハ・ツェンダー干渉計の動作は差分に相当するため、NRZ-Iエンコーダによって積分された波形が微分されて原信号が再生される。

【0037】マッハ・ツェンダー干渉計透過後のアイパターンの例を図6に示す。図4のように位相変化がある部分の前後では位相変化が無い場合は、やや広めのパルスとなり、連続して位相変化がある場合は、狭いパルスとなる。このため、これらが混合したアイパターンとなる。広いパルスと狭いパルスのパルス幅の差は遅延時間Dに依存し、Dが短くなるほどその差は小さくなって、狭いパルスの波形に近づき、パルス幅の狭窄化が可能となる。

【0038】逆にDの上限は1ビット時間である。NRZ-Iエンコーダ3が1ビット遅延による積分器であるため、Dが1ビット時間を超えると隣接ビットとの干渉を含んでしまうためである。

【0039】このような波形を受光素子10で電気信号に変換する。信号はパルス状となっているため、光送信器7内で帯域制限手段4を挿入しなかった場合の矩形波状と比較してスペクトル幅が広い。受信した信号を識別器に入力する前に、有効な信号帯域以外の部分をフィルタによって除去するが、フィルタ入力信号の信号スペクトル帯域幅が十分広ければ、より狭い帯域のフィルタを用いることが可能となる。その結果、より多くの雑音が除去できて、識別器に入力する信号のS/Nが向上する。従って、本発明のこの実施形態によれば、送信側で帯域制限手段を設けることによって受信品質が向上する。

【0040】また、近年、超高速光通信では高密度波長多重が殆どのシステムで導入されている。信号を波長多重する場合、隣接波長への漏れ込みが無くなるように、光フィルタ(あるいは、波長多重化器自身など)によって、必要な波長帯域以外を除去する。位相変調した光信号を光フィルタによって制限すると、光フィルタのPM-A M変換作用によって、強度変調成分が発生する。前述したように強度の揺らぎは光ファイバ伝送後にジッタを生む原因となるため、強度変調成分は小さいことが望ましい。発生する強度変調成分の程度は、光フィルタで削られる割合に依存し、削られる割合が多い程発生する強度変調成分は大きい。

【0041】この実施形態の構成では、変調信号に電気段で帯域制限をかけているため、位相変調後の光スペクトルは帯域制限をかけなかった場合と比較して小さい。そのため、光フィルタを通したときに削られる割合が小さく、発生する強度変調成分が小さく、結果として、ジッタ発生が少ない良好な伝送が可能となる。

【0042】マッハ・ツェンダー干渉計の中心波長が光源の波長と概略一致していないと良好な動作が得られないため、光干渉計の中心波長の制御を光受信器8内で行う必要がある。これは、マッハ・ツェンダー型光強度変調器に適用されているAC制御法とほぼ同様の制御が可能であり、図7に概略を示したような構成で制御できる。すなわち、マッハ・ツェンダー干渉計9の中心波長を発振器23から出力される低周波信号によって変調する。マ

マッハ・ツェンダー干渉計9の出力を一部分岐しで受光器25で電気信号に変換し、発振器23からの低周波信号と同期検波器24によって同期検波する。その出力を低域通過フィルタ26を介して加算器27にて低周波信号と加算し、マッハ・ツェンダー干渉計9に加えて制御する。

【0043】上述の例では、光干渉計としてマッハ・ツェンダー干渉計を使用した。マッハ・ツェンダー干渉計とはほぼ同じ機能を有する反射型のマイケルソン干渉計を用いても同様の動作が可能である。

【0044】また、他の光干渉計にファブリ・ペロー干渉計があるが、フィネスの低いファブリ・ペロー干渉計を用いることも可能である。図8を用いてこの種の干渉計を用いた場合について説明する。図8はファブリ・ペロー干渉計の構成例であり、エタロン板28に光が入射ビーム29のように入射する。エタロン板の両側面a,bには反射膜がつけられており、入射したビームの一部は点線のように面bで反射し、残りは透過光30のように透過する。面bで反射した光の一部は面aで再び反射し、面bでその一部が1回反射透過光31のように透過する。エタロン板の1往復の遅延がDであるように設計しておけば、透過光30と1回反射透過光31はDだけずれて干渉する。一般のファブリ・ペロー干渉計はa,bの反射率を十分高くし、また、ビーム入射角がエタロン板に極力垂直に近い領域で使用して、多重反射の回数を増やし、フィルタの透過帯域幅と透過周期の比(フィネス)を上げて使用する。しかし本願では逆に、エタロン板を傾けたり、あるいは反射率を低くしてフィネスを下げることによって、素通しの透過光と1回反射の透過光を主に取り出すように構成し、マッハ・ツェンダー干渉計と同様の動作を実現する。ファブリ・ペロー干渉計は図8からも分かるように光導波路ではなく自由空間で構成されることが多く、空間伝送の受光系に好適である。

【0045】なお、本願の構成では、干渉計は必ずしも光段に設置される必要はなく、図16のように、光受信器45の入力部にローカル光源46を設置してヘテロダイン受信し、受光素子10で電気信号に変換してから、干渉計、すなわち周波数弁別器47を設置しても同様の効果を得ることが可能である。周波数弁別器47の構成は例えば図17に示すようになる。

【0046】入力16をスプリッタ48で2分岐し、遅延時間差Dを与えられた経路1と経路2を通過した後、掛け算器49で結合し、出力50より出力される。これは光段でのマッハ・ツェンダー干渉計と全く同じ動作をするコンボネントである。このような構成においても、送信側で帯域制限をすることによって、周波数弁別器出力をパルス状の波形とすることができる。

【0047】なお、周波数弁別器出力は原信号をAMI (Alternate Mark Inversion) 符号化したものとなる。

【0048】次に本願発明の第2の実施形態の特徴となる部分を図9を用いて説明する。マッハ・ツェンダー干

渉系やマイケルソン干渉計では干渉計の出力ポートが通常2つある。これらは、相補的な関係にあり、2つのポートの合計の出力パワーが(過剰損失分を除いて)入力パワーと等しくなる。これらの両方を図9のようにバランス型レーザによって受信することによって、伝送路中の光ファイバ増幅器等で発生した強度雑音成分をキャンセルし、より高いS/Nを得ることが可能となる。

【0049】位相変調と干渉計の遅延時間Dの関係が(1)式の等号を満たすような関係である場合、光干渉計出力は図10(a)(b)のようになる。仮に、送信器内で帯域制限手段による帯域制限を行わなければ、図10(a)(b)において波形は矩形状であり、干渉計の2つの出力光パワーはほぼ等しくなる。しかし、本願では帯域制限を行うためパルス状の波形となり、2つの出力光パワーが等しくない。

【0050】位相変調と干渉計の遅延量Dの関係が(1)式の不等号部分を満たすような関係である場合は、図10(c)(d)のように一方に直流のオフセットがかかった波形となる。

【0051】いずれの場合も出力1と出力2の直流光パワーが異なるため、バランス型レーザの2つのフォトダイオードに等しい光パワーを入れることができない。

【0052】しかし、これらの波形は直流値のみが異なるものであり、交流波形はこの状態で出力1,2でバランスが取れている。そこで本願では直流の差分のみを逃がすよう構成する。図9のようにバランス型レーザ32の出力にインダクタンス33を接続する。インダクタンス33の先は同図ではグラウンドに接続されている。これはバランス型レーザの両端に±Vの電源電圧を供給しているためで、インダクタンスの接続先をその中間の電位とし、2つのフォトダイオードにかかるバイアス電圧が等しくなるようにしている。

【0053】バランス型レーザから直流電流が出力されると、インダクタンスが無い場合、後段のプリアンプ34の直流入力インピーダンスに応じた電圧が発生する。インダクタンスを接続すると、インダクタンスの直流インピーダンスがほぼ0であるため、殆どすべての直流電流がインダクタンス33を介してグラウンドにシャントされる。その結果、バランス型レーザの出力端の電位は2つのフォトダイオードに入る光パワーの差に依存せず常に一定であり、2つのフォトダイオードのバイアス電圧、ひいては周波数特性を等しく保つことが可能となる。

【0054】また、増幅器は、内部のバイアス電圧安定化のため入力にブロッキングキャパシタを備えていることが多い。プリアンプ34がそのような構成である場合、2つのフォトダイオードに入射する直流光パワーが異なると、多い直流光パワーを受光しているフォトダイオードから直流光電流の逃げ場が無くなる。逃げ場のない光電流は、フォトダイオード内に一定時間蓄積した後、再

結合する。光電流がフォトダイオード内に蓄積している状態では、そのフォトダイオードの高周波特性は著しく劣化する。本願のようにインダクタンス33を接続することにより、プリアンプ34の入力部にブロッキングキャパシタが備えられていても、直流電流を逃がしてやることが可能となる。したがって、高周波特性を損なわず、2つのフォトダイオードを良好にバランスが取れた状態で動作させることが可能となる。

【0055】本願の構成が光ファイバの非線形現象や雑音に強く、損失0.5dB/kmの陸上系ファイバで80kmの中継スパンを実現できることをシミュレーションにて確認した。図13に示したような系で光送信器7を40Gbit/sで駆動し、カッコ内の中継スパンを4スパン伝送した後、光プリアンプ44で増幅して光受信器8で受信した。光受信器8は光干渉計として遅延量25psのマッハ・ツェンダー干渉計を用い、受光素子はバランス型レーザとした。光源の波長を1.55 $\mu$ m、中継スパンの光アンプ42の出力光パワーを10dBm、雑音指数5dB、光ファイバを損失0.5dB/kmの1.31 $\mu$ mゼロ分散シングルモードファイバ43 (SMF)80kmとした。分散補償器41にてSMFの各スパンの分散を補償した。トータルで320kmの伝送である。比較対象として、光受信器8内のマッハ・ツェンダー干渉計を光送信器内において、光送信器でRZ強度変調波形に変換した後、同様の伝送路を通し、光プリアンプで増幅した後、通常のPINフォトダイオードで受信する系についてもシミュレーションした。その結果を図14に示す。

【0056】伝送後のアイパターンであり、図14(a)はRZ強度変調波形に変換してから伝送したもの、図14(b)は図13に示した構成で伝送したものである。図14(a)はジッタが非常に大きくアイが完全につぶれているのに対し、図14(b)では良好なアイ開口が得られており、0.5dB/kmが可能であることが分かる。

【0057】図11は本願の第3の実施の形態を説明するための図である。光空間伝送を行っている実施の形態である。光送信器35及び光受信器36の構成は図1とほぼ同様であるが、位相変調器2の出力が光ファイバではなく、レンズ38を介して平行光に変換されており、光受信器36では着信した平行光をレンズ39によって集光してマッハ・ツェンダー干渉計に入射している点が大きく異なる。このような構成においては、レンズ39は光送信器35からの送信光のみでなく、太陽光や蛍光灯等の背景光雑音も集光してしまう。しかし、これらの背景光はコヒーレンスが低いため、殆どが強度雑音でありバランス型レーザで除去できる。従って、受光素子をバランス型レーザとすることによって、通常の強度変調の光空間伝送システムより、より高いS/Nの伝送が可能となる。

【0058】マッハ・ツェンダー干渉計37は、導波路の伝搬モードに整合するよう効率よく集光することが困難であるため、導波路型よりマイクロオプティックスで構成するとよい。

【0059】光空間伝送ではビットレートが低いため、光源のコヒーレンスの影響を受けやすい。そこで本願では、図15のように、光干渉計の遅延時間Dを1ビット時間1/Rより小さくすることによってコヒーレンスの影響を緩和する。このとき位相変調から強度変調に変換する効率の劣化を防ぐため、位相変調度 $\Psi$ を(1)式を満足する範囲において $\pi$ よりも大きくする。本願では光送信器内で帯域制限を行っているため、図15のように位相変調波形の立ち上がり/立ち下がりがなまっている。そのため、遅延時間D内に位相変化量が $\pi$ を超えなければ $\Psi$ が $\pi$ を超えても波形歪み等の悪影響は発生しない。このようにすることによって、位相変調-強度変調の変換効率を落とすことなく、光源のコヒーレンスの影響を緩和でき、良好な感度を得ることが可能となる。

【0060】図12は本願の光送信器7と光受信器8をマルチポイント・トゥ・マルチポイントの光ネットワークに適用している例である。光受信器は本願第2の実施の形態のバランス型レーザであり、レーザ出力にインダクタンスが接続されており、出力端子の電位が安定化されている。複数の光送信器7-i (i=1, 2, ..., n)からの光が光ネットワーク40を介して複数の光受信器8-i (i=1, 2, ..., n)に到達する。おのおのの光受信器には時系列で異なる光送信器からの光が到達する。これらは、光パワーも光変調度もバラバラであるが、本願のようなバランス型レーザの構成を取ることににより、バラバラの光パワーであっても出力電気信号の中心値の電位がほぼ一定となり、次段以降の回路構成を簡単にできる。

【0061】なお、以上の説明では本願の発明の構成に直接関連する部分のみについて述べた。増幅器等、本発明の機能には直接寄与しない手段は示していないが、実際のシステムを構築する上では必要に応じて使用されるものである。

【0062】

【発明の効果】以上述べたように本発明では、定包絡線の位相変調信号によって伝送を行うため非線形現象に強い。また、光送信器内で行う帯域制限によって、光受信器内の受光素子に入力する波形がパルス状となるため、受信後のS/Nを改善できる。これらの結果、損失0.5dB/kmといった高損失な陸上系ファイバでもラマン増幅を行うことなく、80kmもの中継間隔が実現でき、大幅なシステムの簡素化が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本願第1の発明の実施の形態の構成例を示す図。

【図2】本願発明の原理を説明するための図。

【図3】NRZ-Iエンコードの構成例を示す図。

【図4】本願の位相変調波形を説明するための図。

【図5】マッハ・ツェンダー干渉計を説明するための図。

【図6】本願の光干渉計出力アイパターンの例を示す



図。

【図7】マッハ・ツェンダー干渉計の中心周波数を制御する系の例を示す図。

【図8】本願の発明に適したファブリ・ペロー干渉計の構成例を示す図。

【図9】本願第2の実施形態の構成の一部を示す図。

【図10】光干渉計の2つの出力光の波形を示す図。

【図11】本願発明の第3の実施形態の構成例を示す図。

【図12】本願発明の応用例の構成を示す図。

【図13】本願発明の特性を検証するためのシミュレーションに用いた系を示す図。

【図14】図13の系のシミュレーション結果のアイパターンを示す図。

【図15】位相変調度が $\pi$ を超える場合を説明するための図。

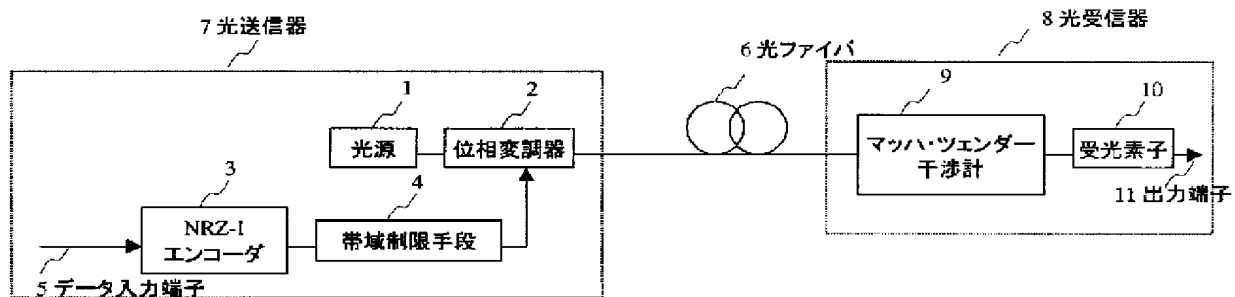
【図16】本願発明の別の実施形態の構成を示す図。

【図17】図16の構成における周波数弁別器の構成例を示す図。

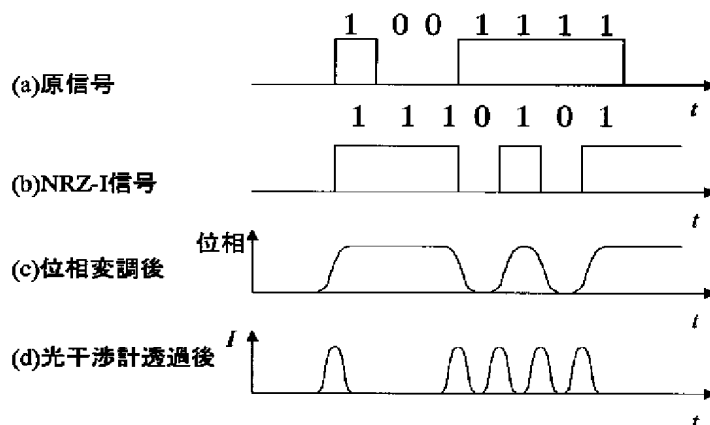
【符号の説明】

1・・・光源、2・・・位相変調器、3・・・NRZ-Iエンコーダ、4・・・帯域制限手段、5・・・データ入力端子、6・・・光ファイバ、7・・・光送信器、8・・・光受信器、9・・・マッハ・ツェンダー干渉計、10・・・受光素子、11・・・出力端子、12・・・入力、13・・・出力、14・・・1ビット遅延素子、15・・・EXOR回路、16・・・経路1、17・・・経路2、18・・・分岐部、19・・・結合部、20・・・発振器、21・・・同期検波器、22・・・受光器、23・・・フィルタ、24・・・加算器、25・・・エタロン板、26・・・入射ビーム、27・・・透過光、28・・・1回反射透過光、29・・・バランス型レシーバ、30・・・インダクタ、31・・・プリアンプ、32・・・光送信器、33・・・光受信器、34・・・マッハ・ツェンダー干渉計、35・・・レンズ、36・・・光ネットワーク、37・・・分散補償器、38・・・光アンプ、39・・・シングルモードファイバ、40・・・光プリアンプ、41・・・ローカル光源、42・・・周波数弁別器、43・・・スプリッタ、44・・・掛け算器。

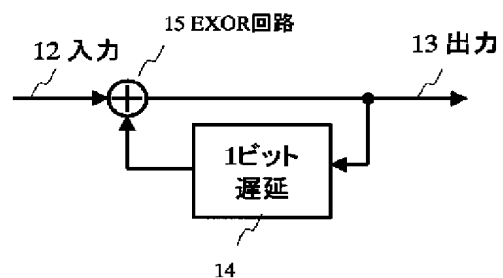
【図1】



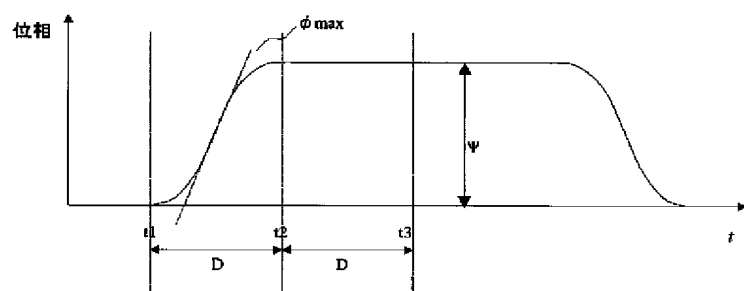
【図2】



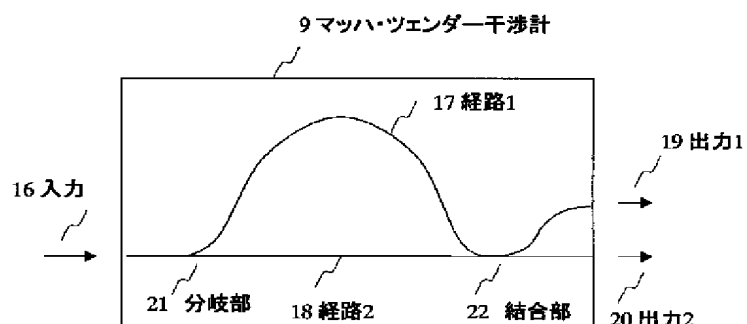
【図3】



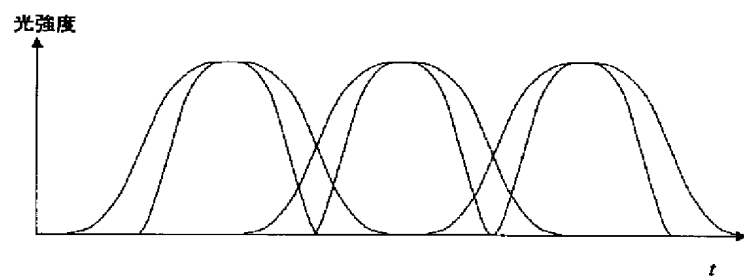
【図4】



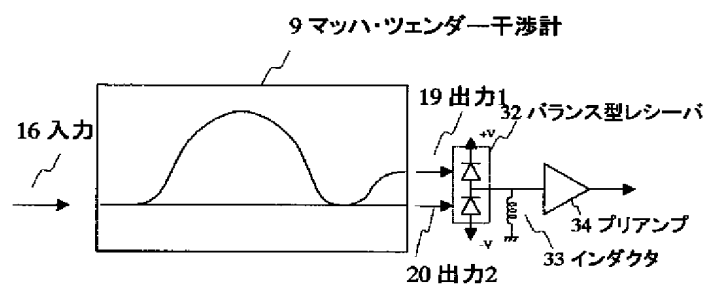
【図5】



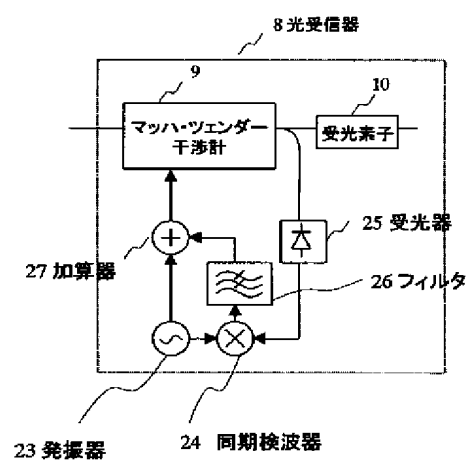
【図6】



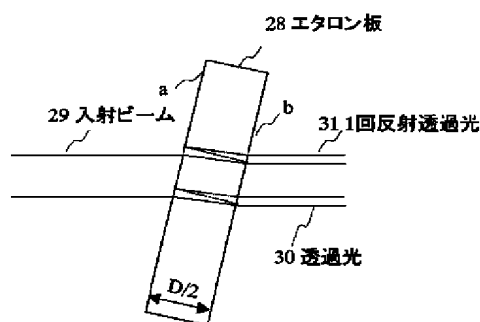
【図9】



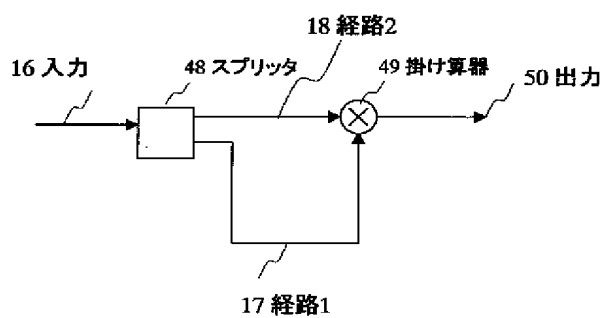
【図7】



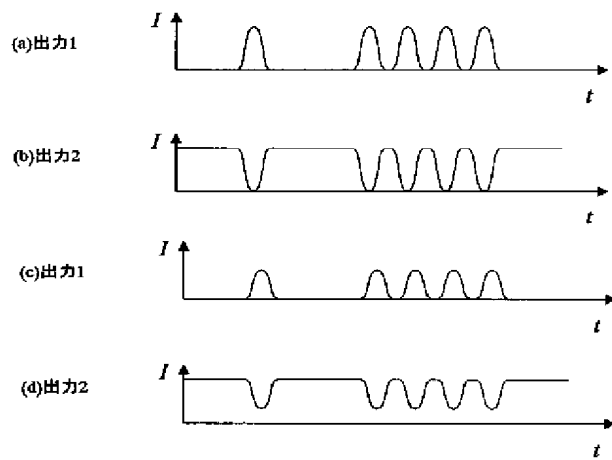
【図8】



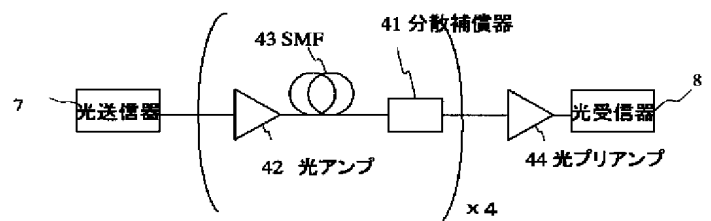
【図17】



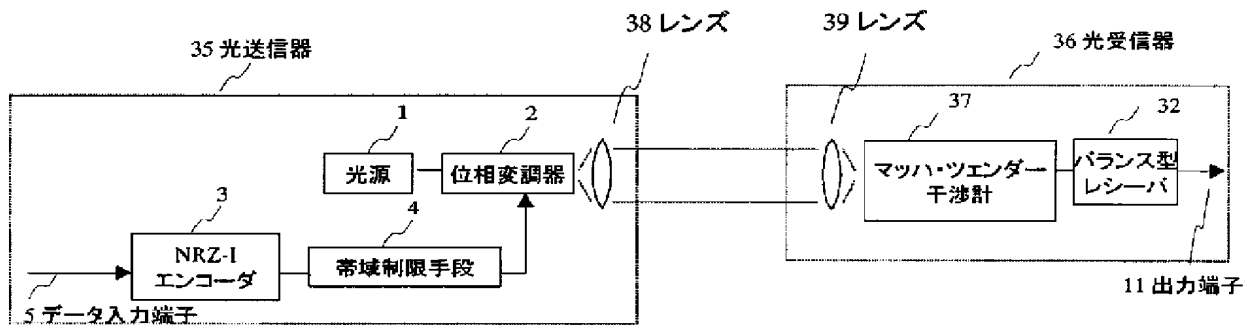
【図10】



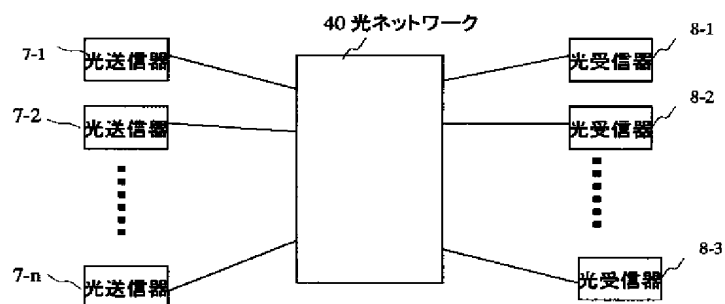
【図13】



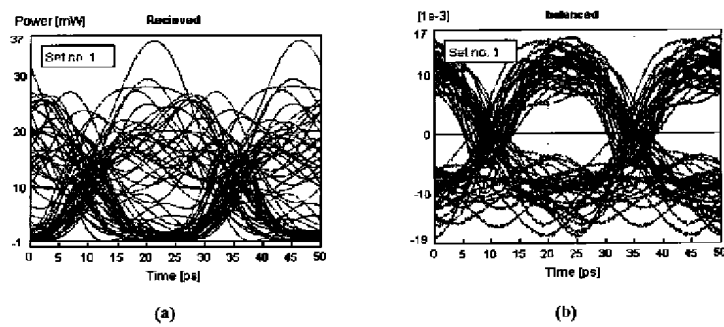
【図11】



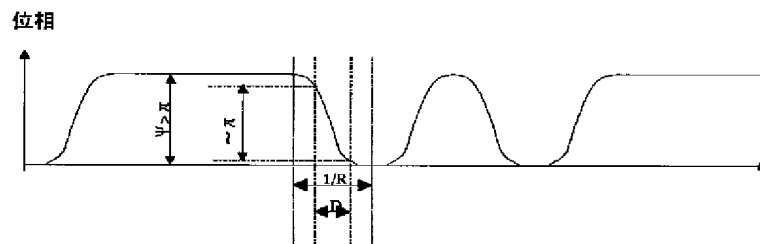
【図12】



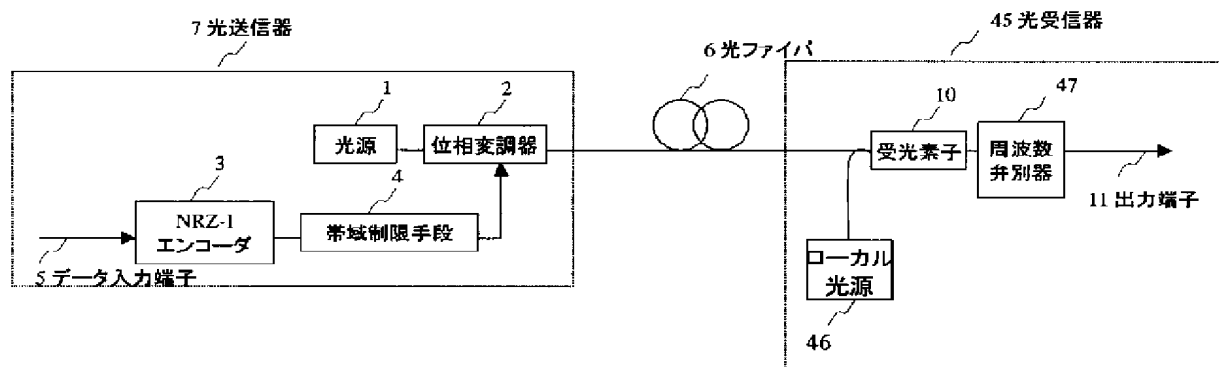
【図14】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

Fターム(参考) 2H079 AA12 BA03 CA04 FA02 HA11  
 KA13 KA19 KA20  
 2K002 AA02 AB18 AB19 BA01 DA08  
 EA30 EB15 GA10  
 5K102 AA01 AA15 AH27 AL23 PH00  
 PH12 PH31 PH37 PH49 RD03  
 RD05 RD15 RD27

**\* NOTICES \***

JP0 and INPIT are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention]This invention relates to the optical fiber communications system in which high-speed transmission is possible.

[0002]

[Description of the Prior Art]The commercial scene of broadband communications follows on expanding, and improvement in the speed of the network of a higher rank is progressing more. In the present optical communications, if it limits to the art of a utilization stage, the maximum high-speed bit rate per wavelength 1 wave will be 40 Gbit/s. Although 40 Gbit/s system is first introduced from the high cost system which can optimize a transmission line like a submarine system, it is someday introduced also into a land system.

[0003]By a land system, there is no guarantee of a loss to the wavelength of the 1.55-micrometer belt which the constructed fiber already was used in many cases, and the optical fiber constructed in the past was optimized to the wavelength of a 1.3-micrometer belt, and became the standard wavelength of long-distance transmission after that. Even if it is the fiber optimized for 1.3-micrometer belts, when the most, the characteristic with few losses is obtained also with a 1.55-micrometer belt, but the sex as the fiber optimized for 1.55-micrometer belts is not obtained. Since a land system fiber has a limit in the length which can be constructed at once, a node enters for every about km and connection loss generates it.

[0004]When transmitting the wavelength of a 1.55-micrometer belt with the constructed [ such ] land system fiber, the mean loss becomes in km and about 0.5dB /. As compared with about 0.2dB/km in the case of using the fiber optimized for 1.55 micrometer in the state where there is almost no node, it becomes the loss more than double.

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention]Generally, the repeating span of a land system is usually 40 km or 80 km depending on the installation interval of a relay station. By the relay of a 40-km interval, since the number of translators under link doubles as compared with the relay of an 80-km interval, the cost of a link increases. Therefore, not less than 80 km of a repeating span is as much as possible desirable.

[0006]However, in 40 Gbit/s, since the zone is large, in order to obtain a signal to noise ratio (S/N) equivalent to the low bit rate, higher translator arrival light power is needed. In order to secure high translator arrival light power, it is necessary to make high input light power to an optical fiber but, and the nonlinear phenomenon of an optical fiber becomes remarkable, big waveform distortion occurs, and the transmission quality is spoiled.

[0007]The method of pouring pump light into an optical fiber from the mail arrival translator side, and generating Raman amplification as a method of securing a translator arrival optical power level without enlarging input control power to an optical fiber, is known. The efficiency of a profit to pump light is dramatically low, the pump light of a subwatt class is needed, and it becomes complicated constituting a Raman amplifier of a translator at an expensive price.

[0008]It was difficult to transmit an 80-km repeating span by the optical fiber of a high loss of 0.5dB/km until now, without using Raman amplification.

[0009]An object [ without having been made in view of such a conventional problem, and performing / 40 Gbit/s / Raman amplification for the inside of the fiber of a loss of 0.5dB/km ] of this invention is to provide the optical fiber communications system which can transmit even the repeating span of 80 km.

[0010]

[Means for Solving the Problem]In order to solve such a technical problem, in this invention. A light source, an optical-phase-modulation machine connected to said light source, and an optical transmitter which has an electrical signal generation part which generates an electrical signal inputted into said optical-phase-modulation machine, Are an optical fiber communications system which consists of a transmission line which connects an interferometer, an optical receiver which has a photo detector which carries out photoelectric conversion, said optical transmitter, and said optical receiver, and said electrical signal generation part, Have an encoder which codes an input data string to inversion NRZ, and a band limit means which band-limits said encoder output, and said band limit means, The maximum of an absolute value of the amount  $\phi$  of instant phase changes of said phase modulator outputted ray  $|\phi_{\max}|$  From  $\pi R\psi/2$  to  $3\pi R\psi/4$  (rad/s). (however, it band-limiting so that R may become the bit rate (bit/s) and  $\psi$  may become amount (rad) of phase modulations) of the peak to peak of a phase modulation degree:phase modulator outputted ray, and said interferometer, To a non-modulating-signal input, to become all the outline penetrations or all the inhibition, the time delay D equivalent to a travelling period difference of two courses for forming interference in an interferometer is set up, and said time delay D should receive at the arbitrary time t further. [Equation 2]

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

A satisfied optical fiber communications system is provided.

[0011]according to such composition, data modulation of the outputted ray from an optical transmitter was carried out by phase modulation -- it is a signal of a constant envelope mostly. Even if it is the same light power as compared with a signal of NRZ and RZ used by the usual optical communications, below in half, peak power in 1 bit has become. As a result, it is hard to generate a nonlinear phenomenon, input control power to an optical fiber transmission line can be enlarged, a mail arrival optical power level can be made larger than before, and a signal to noise ratio improves.

[0012]In this composition, a band limit is applied to an electrical signal inputted into a phase modulator within an optical transmitter by a band limit means. By making it such, it becomes the pulse form instead of rectangular shape when a waveform after a light interference meter penetration in an optical receiver does not apply a band limit. Therefore, since an electrical signal spectrum after being changed into an electrical signal with a photo detector spreads and a zone of a noise rejection filter of the latter part can be narrowed, the signal-to-noise characteristic improves.

[0013]In order to band-limit in an electric stage, a spectrum of a phase modulator outputted ray becomes

narrow. A degree of phase modulation-amplitude modulation conversion (PM-AM conversion) generated with an optical filter used when performing wavelength multiplexing other than an effect that distributed proof stress becomes high becomes small, An effect of being hard to generate adverse effects, such as a jitter by a nonlinear phenomenon, as compared with a case where it does not band-limit in an electric stage is also expectable.

[0014]In this invention, a Mach-Zehnder interferometer is used as an interferometer. Since an input port and an output port have dissociated thoroughly also in various interferometers, a Mach-Zehnder interferometer is easy to treat of a signal. Flexibility of a design of an interval, the output direction, etc. of two output ports is high, it is easy to design suit composition of a photoelectric converter of the latter part, and modular mounting becomes easy.

[0015]In this invention, said photo detector is a balanced type receiver, and inductance is connected to an output terminal between two photo-diodes which constitute said balanced type receiver, An optical fiber communications system of claim 1, wherein the shunt of the difference of DC light current which flows into said two photo-diodes is carried out is provided.

[0016]According to such composition, photoelectric conversion of the two outputs of a light interference meter is carried out with a balanced type receiver. Although it is in composition of a light interference meter variously, there are two outputs in a Mach-Zehnder interferometer or a Michelson interference system. A balanced type receiver is a photo-diode which operates by differential, using a light interference meter with two outputs, inputs each output into two photo-diodes of a balanced type receiver, and uses it. In two outputs of a light interference meter output, since intensity reverses and outputs a signal component, it is added by differential operation, but since an ingredient of intensity noise is canceled by differential operation, the signal-to-noise characteristic is improved.

[0017]For improvement in a common mode rejection ratio, a balanced type receiver designs an optical system of an input part so that light power usually inputted into two photo-diodes which constitute a balanced type receiver, and to constitute may become equal. As a result, all direct current becomes a form which passes through inside of a balanced type receiver, and direct-current potential of an outgoing end is not changed.

[0018]However, in composition of an invention of this application 1st, DC light power of two outputted rays of a light interference meter is not made equally. Since one output wave of a light interference meter is pulse form and a waveform which subtracted the waveform from input light is outputted from another side, even if a mark rate is 1/2, it will be because a direction of output power of another side of an interferometer becomes large. In this composition, it may become the phase modulation degree  $\psi$  of an optical transmitter, and the waveform which required direct current offset for one output of a light interference meter by the time delay  $D$  of a light interference meter. Since amplitude of an AC signal is equal and only direct-current values differ in both cases, even if an optical attenuator is inserted in one side and it makes light power equal, balance does not improve.

[0019]In this invention of this application, the shunt of the direct current which connects inductance to a balanced type receiver's outgoing end, and is equivalent to difference of DC light current is carried out. Even if an unequal optical direct current flows by doing in this way, it becomes without sending an unnecessary direct current through a circuit of the next step. When it does not give inductance, with dc input impedance of a circuit of the next step, direct current voltage will occur and middle potential of a photo-diode which is two of balanced type receivers will be changed according to generated direct current voltage. Although it is desirable to show the equal characteristic over all frequency as for two photo-diodes of a balanced type receiver, if direct current

voltage occurs in an outgoing end, bias voltage of two photo-diodes will become unequal, and high frequency characteristics will come to differ. If constituted like this invention, direct current voltage does not occur and such a situation can be avoided.

[0020]In this invention, said transmission line is space, said time delay  $D$  is smaller than  $1/R$ , and the phase modulation degree  $\psi$  provides an optical fiber communications system of claim 3 being larger than  $\pi$ .

[0021]Let a transmission line which connects an optical transmitter and an optical receiver be free space in composition of this invention. In that case, although background light noise mixes in an optical receiver, since coherence is low and background light noise is mainly intensity noise, most is canceled by a balanced type receiver. As a result, a degree of improvement in the signal-to-noise characteristic becomes large.

[0022]The bit rates required of light space transmission are several 100 Mbit/s at most smaller [ whether you are Haruka ] than the bit rate required of an optical fiber trunk system. With composition of this application, if coherence of a light source is low in order to put information on a phase, it will become noise. Since which becomes a factor as which whether coherence is maintained determines noise quantity between two lights from which only the time  $D$  to have gone via two courses in a light interference meter shifted, influence of coherence is eased, so that  $D$  is made small. Since  $D$  will become small naturally if the bit rate is high, if it is 40 Gbit/s, influence of coherence is small. (When a receiving sensitivity demand applies to a severe system, of course so that coherence becomes a problem also by 40 Gbit/s) It is good to make  $D$  smaller than 1-bit time like this application 3rd invention, and to make the phase modulation degree  $\psi$  larger than  $\pi$  if needed. In the low bit rate called several 100 Mbit/s, in order to ease influence of coherence,  $D$  is made smaller than 1-bit time. In order that efficiency when only changing  $D$  into an intensity modulation signal with a light interference plan as it is a chisel small may fall, in order to compensate it, the phase modulation degree  $\psi$  is enlarged. Waveform distortion is not generated as long as the amount  $\phi$  of instant phase changes is satisfied of (1) type, even if  $\psi$  becomes [ this application ] larger than  $\pi$ , since it has band-limited within an optical transmitter.

[0023]By doing in this way, small good transmission of influence of coherence of background light noise or a light source is attained.

[0024]

[Embodiment of the Invention]An embodiment of the invention is described using a drawing. Drawing 1 is a figure showing the embodiment of an invention of this application 1st. The optical transmitter 7 is constituted by the light source 1, the phase modulator 2, and the NRZ-I encoder 3 and the band limit means 4. The lightwave signal transmitted from the optical modulator 7 is sent to the optical receiver 8 through the optical fiber 6. The optical receiver 8 comprises the light interference meter 9, for example, a Mach-Zehnder interferometer, and the photo detector 10.

[0025]A high light of the coherence which was suitable for the phase modulation from the light source 1 is outputted. Data modulation of this is carried out by the phase modulator 2, and it is outputted to the optical fiber 6 which is an optical transmission line from the optical transmitter 7. In the optical transmitter 7, the HARASHIN item data row inputted from the data input terminal 5 is coded by the inversion NRZ signal (NRZ-I signal) with the NRZ-I encoder 3. After the coded NRZ-I signal is band-limited by the band limit means 4, it is impressed to the phase modulator 2.

[0026]The light which received the phase modulation is transmitted to the optical receiver 8 via the optical fiber 6. In the optical receiver 8, the phase modulation signal of NRZ-I numerals is changed into the intensity



modulation signal of the HARASHIN item by Mach-Zehnder interferometer 9, and it is changed into an electrical signal by the photo detector 10.

[0027]According to such composition, in the stage of passing the optical fiber 6, since it is a phase modulation signal, it is a lightwave signal of the constant envelope mostly. In order that there may not be a standup of the signal strength used as the cause which a jitter generates according to the nonlinear phenomenon of an optical fiber, and falling, it is hard to generate a jitter. Since the peak power in a bit is small as compared with the waveform of RZ and NRZ which are used by the usual optical communications even if average light power is equal, it is hard to receive nonlinear influence.

[0028]Therefore, the booster amplifier (not shown) installed in the portion inputted into the optical fiber 6 from the optical transmitter 7, It becomes it is possible to enlarge output power of the relay amplifier (not shown) inserted in the middle of a transmission line, and possible [ the optical fiber of a high loss of 0.5dB/km ] to take a long repeating span.

[0029]Signs that the HARASHIN item is changed into NRZ-I numerals by the NRZ-I encoder 3 are shown in drawing 2. The figure (a) is the HARASHIN item inputted from the data input terminal 5, and is changed into a NRZ-I signal as this shows to drawing 2 (b) with the NRZ-I encoder 3. After the phase modulation of this NRZ-I signal is carried out with the phase modulator 2, it comes to be shown in drawing 2 (c), and after it penetrates Mach-Zehnder interferometer 9, it serves as a waveform as shown in drawing 2 (d).

[0030]The NRZ-I encoder 3 is constituted as shown in drawing 3. The HARASHIN item inputted from the input 12 has 1-bit delay of an own output and exclusive OR taken by the exclusive OR (EXOR) circuit 15. The result is outputted from the output 13. This is a step equivalent to integration and the NRZ-I signal of drawing 2 (b) is a signal which 1 and 0 reverse whenever the HARASHIN item is set to 1.

[0031]The band limit means 4 is a means which lengthens the standup/falling time of the NRZ-I signal wave form shown in drawing 2 (b). According to this embodiment of this invention, it band-limits as follows. That is, it is  $\psi$  (rad) about the bit rate of the HARASHIN item in R (bit/s) and the phase modulation degree of phase modulations, i.e., the amount of the peak to peak of a phase modulator outputted ray. When it carries out, It band-limits so that maximum  $|\phi_{\text{imax}}|$  of the absolute value of the amount  $\phi$  of instant phase changes of a phase modulator outputted ray may be set to  $3\pi R\psi / 4$  (rad/s) from  $\pi R\psi / 2$ .

[0032]The meaning of this band limit is explained using drawing 4. Drawing 4 is a figure showing the phase change of the outputted ray of a phase modulator. The phase is changing according to 1 of a signal, and change of 0. The amplitude is  $\psi$  (rad) at the peak to peak. It is. The amount  $\phi$  of instant phase changes is a wave-like fine coefficient of drawing 4, and  $\phi_{\text{imax}}$  is the maximum of a fine coefficient. The fine coefficient gave the absolute value, in order that numerals might be reversed in a wave-like standup and falling.

[0033]  $|\phi_{\text{imax}}|$  -- the wave-like standup of drawing 4, or falling -- correspond to inclination of the steepest portion of the central neighborhood mostly. The band limit means 4 band-limits the output of the NRZ-I encoder 3, amplitude adjustment is carried out suitably, it is impressed by the phase modulator (not shown [ an amplitude adjustment means ]) 2, and a phase modulation is performed to the light from the light source 1. Since a possibility that a waveform has not risen between 1-bit time (falling) is high when  $|\phi_{\text{imax}}|$  is smaller than  $\pi R\psi / 2$  at this time, it is not desirable. | If  $|\phi_{\text{imax}}|$  becomes large, the standup/falling of the phase modulation wave form become steep. As a result, light interference a total of nine output wave in the optical receiver 8 becomes close to a rectangle from pulse form. In this application, by setting the maximum of  $|\phi_{\text{imax}}|$  to  $3\pi R\psi / 4$ , a pulse form waveform is maintained and an electric spectrum [ broadband / after

photoelectric conversion ] is secured. Since an electric spectrum is a broadband, it becomes possible to make small the zone of the electrical filter for noise rejection (not shown), and to raise S/N.

[0034]The band limit means 4 are the low pass filter actually inserted in either before and after the driver amplifier for phase modulators (not shown), the driver amplifier intentionally manufactured by the narrow band, etc.

[0035]The composition of Mach-Zehnder interferometer 9 in the optical receiver 8 seems to be drawing 5. The light inputted from the input 16 is equally divided into two by the tee 21, and one side is the course 1. 17 and another side pass the course 218 and are combined by the bond part 22. The time delay which light path length differs between the course 1 and the course 2, and is equivalent to optical path length difference is D (sec). In this application, this time delay D should receive at the amount phi of instant phase changes and the arbitrary time t of phase modulation light. [Equation 3]

$$\int_t^{t+D} \phi \, dt \leq \pi \quad (1)$$

\*\*\*\*\* -- it is designed like. An inhibition center wavelength or a transmission center wavelength of Mach-Zehnder interferometer 9 is set up or controlled to carry out outline coincidence with a center wavelength of the light source 1. Specifically, it is the output 1. 19 and output 2 Since it is complementary, on the other hand, the characteristic of 20 is in an inhibition center wavelength, when an outputted ray is in one transmission center wavelength.

[0036]If this phase modulation light penetrates Mach-Zehnder interferometer 9 constituted in this way, light which penetrated the course 2, and light in which only the time D which penetrated the course 1 has been will interfere. It determines what interference occurs by the amount of phase changes during the time D. For example, if a phase change of pi (180 degrees) occurs between the time D, light power will output [ no ] from one of the outputs 1 and 2, and it will be outputted at all from another side. It depends for the amount of phase changes during the time D on a phase modulation wave form. When it is psi=pi and D= 1-bit time, light which was not being penetrated at all at the time t1 by a waveform like drawing 4 serves as all the penetrations at the time t2, and stops for example, penetrating again at the time t3. Thus, as for the obtained Mach-Zehnder-interferometer transmitted light, a phase modulation is changed into intensity modulation. Since operation of a Mach-Zehnder interferometer is equivalent to difference, a waveform with which it integrated with a NRZ-I encoder differentiates, and the HARASHIN item is reproduced.

[0037]An example of an eye pattern after a Mach-Zehnder-interferometer penetration is shown in drawing 6. Before and behind a portion which has a phase change like drawing 4, it becomes a pulse slightly larger when there is no phase change, and when a phase change occurs continuously, it becomes a narrow pulse. For this reason, it becomes the eye pattern which these mixed. The difference becomes small, it approaches a waveform of a narrow pulse and strangulation-ization of pulse width of it is attained, so that, as for a difference of pulse width of a large pulse and a narrow pulse, D becomes short depending on the time delay D.

[0038]Conversely, a maximum of D is 1-bit time. It is because interference with a contiguity bit is included if D exceeds 1-bit time, since the NRZ-I encoder 3 is an integrator by 1-bit delay.

[0039]Such a waveform is changed into an electrical signal with the photo detector 10. Since a signal serves as pulse form, as compared with rectangular wave shape at the time of not inserting the band limit means 4, its spectral band width is wide within the optical transmitter 7. Before inputting a received signal into a discrimination circuit, a filter removes portions other than an effective signal band, but if signal-spectrum

bandwidth of a filter input is wide enough, it will become possible to use a filter of a narrow band more. As a result, more noises can be removed and S/N of a signal inputted into a discrimination circuit improves. Therefore, according to this embodiment of this invention, receiving quality improves by establishing a band limit means at the transmitting side.

[0040]By ultra high-speed optical communications, a dense wave division multiplexer is introduced by almost all systems in recent years. When carrying out wavelength multiplexing of the signal, optical filters, such as or the wavelength multiplexing-ized machine (itself etc.), remove except a required wavelength band region so that a leak lump to an adjacent wavelength may be lost. If an optical filter restricts a lightwave signal which carried out the phase modulation, an intensity modulation ingredient will occur by a PM-AM converting operation of an optical filter. Since fluctuation of intensity becomes the cause of inducing a jitter after optical fiber transmission as mentioned above, a small thing of an intensity modulation ingredient is desirable. An intensity modulation ingredient generated, so that a grade of an intensity modulation ingredient to generate has many rates deleted depending on a rate deleted with an optical filter is large.

[0041]Since a band limit is applied to a modulating signal in an electric stage in composition of this embodiment, a light spectrum after a phase modulation is small as compared with a case where a band limit is not applied. Therefore, a rate deleted when it lets an optical filter pass is small, an intensity modulation ingredient to generate is small, and little good transmission of jitter generating is attained as a result.

[0042]Since good operation is not obtained unless a center wavelength of a Mach-Zehnder interferometer has carried out outline coincidence with wavelength of a light source, it is necessary to control a center wavelength of a light interference meter within the optical receiver 8. This is possible at the almost same control as the AC controlling method applied to a Mach-Zehnder type optical intensity modulator, and can be controlled by composition as showed drawing 7 an outline. That is, a center wavelength of Mach-Zehnder interferometer 9 is modulated with a low frequency signal outputted from the oscillator 23. it branches and comes out, a part of output of Mach-Zehnder interferometer 9 is changed into an electrical signal by the electric eye 25, and synchronous detection is carried out with a low frequency signal and the synchronous detector 24 from the oscillator 23. The output is added with a low frequency signal with the adding machine 27 via the low pass filter 26, and, in addition to Mach-Zehnder interferometer 9, it controls.

[0043]Although a Mach-Zehnder interferometer was used as a light interference meter in an above-mentioned example, the same operation is possible even if it uses a reflection type Michelson interferometer which has the almost same function as a Mach-Zehnder interferometer.

[0044]Although a Fabry-Perot interferometer is in other light interference meters, it is also possible to use a low Fabry-Perot interferometer of finesse. A case where this kind of interferometer is used using drawing 8 is explained. Drawing 8 is an example of composition of a Fabry-Perot interferometer, and light enters into the etalon board 28 like the incident beam 29. A reflection film is attached to the both side surfaces a and b of an etalon board, a part of beam which entered is reflected in respect of b like a dotted line, and the remainder is penetrated like the transmitted light 30. It reflects again in respect of a, and the part penetrates once a part of light reflected in respect of b like the reflective transmitted light 31 in respect of b. If it designs so that delay of 1 round trip of an etalon board may be D, only D will shift and interfere in the transmitted light 30 and the 1-time reflective transmitted light 31. A general Fabry-Perot interferometer makes reflectance of a and b high enough, and a beam incidence angle uses it for an etalon board in a vertically near field as much as possible, and it increases the number of times of a multiple echo, and raises and uses a ratio (finesse) of transmission

bandwidth of a filter to a penetration cycle. However, it constitutes from this application so that the transparent transmitted light and the transmitted light of 1-time reflection may mainly be taken out by leaning an etalon board, or making reflectance low and lowering finesse conversely, and the same operation as a Mach-Zehnder interferometer is realized. A Fabry-Perot interferometer comprises free space instead of an optical waveguide in many cases so that drawing 8 may also show, and it is suitable for a light-receiving system of space transmission.

[0045]In composition of this application, an interferometer does not necessarily need to be installed in \*\*\*\* and like drawing 16, After installing and carrying out heterodyne reception of the local light source 46 to an input part of the optical receiver 45 and changing into an electrical signal with the photo detector 10, even if it installs the interferometer 47, i.e., frequency discriminator, it is possible to acquire same effect. Composition of the frequency discriminator 47 comes to be shown in drawing 17.

[0046]The input 16 is dichotomized with the splitter 48, and after passing the course 1 and the course 2 which the delay time difference  $D$  was able to be given, it joins together with the multiplier 49 and is outputted from the output 50. This is a component which carries out the completely same operation as a Mach-Zehnder interferometer in \*\*\*\*. Also in such composition, a frequency discriminator output can be made into a pulse form waveform by band-limiting at the transmitting side.

[0047]A frequency discriminator output becomes what carried out the AMI (Alternate Mark Inversion) coding of the HARASHIN item.

[0048]Next, a portion used as the feature of a 2nd embodiment of the invention in this application is explained using drawing 9. In a Mach-Zehnder interference system or a Michelson interferometer, there are usually two output ports of an interferometer. These have a complementary relation and output power of the sum total of two ports becomes equal to input control power (except for a part for excess loss). By receiving these both with a balanced type receiver like drawing 9, an intensity noise ingredient generated with an optical fiber amplifier in a transmission line, etc. is canceled, and it becomes possible to obtain higher S/N.

[0049]When it is the relation that a relation of the time delay  $D$  of a phase modulation and an interferometer fills an equal mark of (1) type, a light interference meter output becomes as shown in drawing 10 (a) and (b). Temporarily, if a band limit by a band limit means is not performed within a transmitter, in drawing 10 (a) and (b), a waveform is rectangular shape, and two output light power of an interferometer becomes almost equal. However, in this application, in order to band-limit, it becomes a pulse form waveform, and two output light power is not equal.

[0050]When it is the relation that a relation of the delaying amount  $D$  of a phase modulation and an interferometer fills a sign-of-inequality portion of (1) type, it becomes the waveform which required offset of a direct current as shown in drawing 10 (c) and (d).

[0051]Since DC light power of the output 1 and the output 2 differs, neither of the cases can put in light power equal to two photo-diodes of a balanced type receiver.

[0052]However, these waveforms differ only in a direct-current value, and an alternating current wave form maintains balance with the outputs 1 and 2 by this state. So, it constitutes from this application so that only difference of a direct current may be missed. The inductance 33 is connected to the balanced type receiver's 32 output like drawing 9. The point of the inductance 33 is connected to a ground with the figure. This is because power supply voltage of  $V$  [ \*\*] is supplied to a balanced type receiver's both ends, and makes a connection destination of inductance the middle potential, and he is trying for bias voltage concerning two

photo-diodes to become equal.

[0053]When a direct current is outputted from a balanced type receiver and there is no inductance, voltage according to dc input impedance of the latter preamplifier 34 occurs. Since direct-current impedance of inductance is about 0 when inductance is connected, the shunt of almost all the direct current is carried out to a ground via the inductance 33. As a result, it becomes it is not dependent on a difference of light power included in two photo-diodes, and potential of a balanced type receiver's outgoing end is always constant, and possible to keep equal bias voltage of two photo-diodes, and by extension, a frequency characteristic.

[0054]An amplifier prepares a blocking capacitor for an input in many cases for internal bias voltage stabilization. If DC light power which enters into two photo-diodes differs when the preamplifier 34 is such composition, a refuge of DC light current will disappear from a photo-diode which is receiving many DC light power. Photoelectric current without a refuge is recombined after carrying out fixed time accumulation into a photo-diode. In the state where photoelectric current is being accumulated into a photo-diode, the high frequency characteristic of the photo-diode deteriorates remarkably. Even if an input part of the preamplifier 34 is equipped with a blocking capacitor by connecting the inductance 33 like this application, it becomes possible to miss a direct current. Therefore, a high frequency characteristic is not spoiled but it becomes possible to make it operate, after balance has taken two photo-diodes good.

[0055]Composition of this application was strong by a nonlinear phenomenon and noise of an optical fiber, and it checked in a simulation that 80-km relay Sepang was realizable with a land system fiber of a loss of 0.5dB/km. After driving the optical transmitter 7 by 40 Gbit/s by a system as shown in drawing 13 and transmitting relay Sepang in a parenthesis four spans, it amplified with the optical preamplifier 44 and the optical receiver 8 received. The optical receiver 8 used a photo detector as a balanced type receiver, using a Mach-Zehnder interferometer of delaying amount 25ps as a light interference meter. 10 dBm, a noise figure of 5 dB, and an optical fiber were set [ wavelength of a light source ] to 1.31micrometer zero distribution single mode fiber 43 80(SMF)km of a loss of 0.5dB/km for output light power of the optical amplifier 42 of 1.55 micrometers and relay Sepang. Distribution of each Sepang of SMF was compensated with the dispersion compensation machine 41. It is total and is 320-km transmission. After changing a Mach-Zehnder interferometer in the optical receiver 8 into RZ intensity modulation waveform by an optical transmitter in an optical transmitter as a comparison object and amplifying same transmission line with through and an optical preamplifier, the simulation was carried out also about a system which receives with the usual PIN photodiode. The result is shown in drawing 14.

[0056]It is an eye pattern after transmission and drawing 14 (a) transmits what was transmitted after changing into RZ intensity modulation waveform, and drawing 14 (b) with composition shown in drawing 13. To a jitter being very large and an eye being crushed thoroughly, by drawing 14 (b), a good eye opening is obtained and it turns out that drawing 14 (a) is possible in 0.5dB/km.

[0057]Drawing 11 is a figure for describing a 3rd embodiment of this application. It is the embodiment which is performing light space transmission. Although composition of the optical transmitter 35 and the optical receiver 36 is the same as that of drawing 1 almost, An output of the phase modulator 2 is changed into a parallel beam not via an optical fiber but via the lens 38, and it differs greatly in the optical receiver 36 in that condensed a parallel beam which received a message with the lens 39, and it has entered into a Mach-Zehnder interferometer. In such composition, not only transmission light from the optical transmitter 35 but background light noises, such as sunlight and a fluorescent lamp, will condense the lens 39. However, such background

lights of coherence are hurt low, and most is intensity noise and can remove them with a balanced type receiver. Therefore, transmission of S/N higher than an optical space transmission system of the usual intensity modulation is attained by using a photo detector as a balanced type receiver.

[0058] Since Mach-Zehnder interferometer 37 is difficult to condense efficiently so that it may consistent with propagation mode of a waveguide, it is better than a waveguide type to constitute from micro optics.

[0059] In light space transmission, since the bit rate is low, it is easy to be influenced by coherence of a light source. So, in this application, influence of coherence is eased like drawing 15 by making the time delay D of a light interference meter smaller than 1-bit time  $1/R$ . In order to prevent degradation of efficiency changed into intensity modulation from a phase modulation at this time, in a range with which it is satisfied of (1) type, the phase modulation degree  $\psi$  is made larger than  $\pi$ . In this application, since it is band-limiting within an optical transmitter, the standup/falling of a phase modulation wave form have become blunt like drawing 15.

Therefore, if the amount of phase changes does not exceed  $\pi$  in the time delay D, even if  $\psi$  exceeds  $\pi$ , adverse effects, such as waveform distortion, are not generated. Without dropping conversion efficiency of phase modulation-intensity modulation by doing in this way, influence of coherence of a light source can be eased and it becomes possible to obtain good sensitivity.

[0060] Drawing 12 is an example which has applied the optical transmitter 7 and the optical receiver 8 of this application to an optical network of the multipoint Thu multipoint. An optical receiver is a balanced type receiver of a 2nd embodiment of this application, inductance is connected to a receiver output and potential of an output terminal is stabilized. Light from two or more optical transmitter 7-i ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) reaches two or more optical receiver 8-i ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) via the optical network 40. Light from an optical transmitter which is different by a time series reaches each optical receiver. by taking composition of a balanced type receiver like this application, even if it is scattering light power, potential of a center value of an output power signal serves as about 1 law, and these can simplify circuitry after the next step, although the degree of light power and light modulation also comes out scatteringly.

[0061] The above explanation described only a portion directly relevant to composition of this invention.

Although means which do not contribute to a function of this invention directly, such as an amplifier, are not shown, when building a actual system, it is used if needed.

[0062]

[Effect of the Invention] As stated above, in order to transmit with the phase modulation signal of a constant envelope in this invention, it is strong to a nonlinear phenomenon. Since the waveform inputted into the photo detector in an optical receiver serves as pulse form by the band limit performed within an optical transmitter, S/N after reception is improvable. these results called it a loss of 0.5dB/km -- high -- without a land system fiber [\*\*\*\*] also performing Raman amplification, the repeating span of no less than 80 km can be realized, and the simplification of a large system is attained.

---

[Translation done.]